

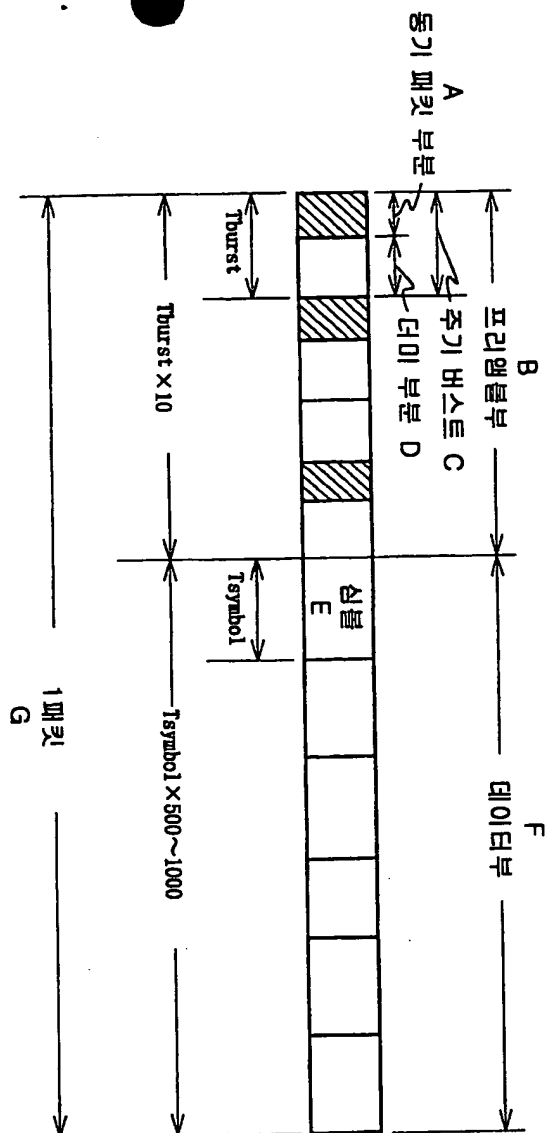
(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl. H04B 1/707	(11) 공개번호 (43) 공개일자	특2001-0040791 2001년05월15일
(21) 출원번호	10-2000-7008685	
(22) 출원일자	2000년08월09일	
번역문 제출일자	2000년08월09일	
(86) 국제출원번호	PCT/JP1999/06907	
(86) 국제출원출원일자	1999년12월09일	
(87) 국제공개번호	WO 2000/35110	
(87) 국제공개일자	2000년06월15일	
(81) 지정국	EP 유럽특허: 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스 국내특허: 대한민국, 미국	
(30) 우선권주장	98-350502 1998년12월09일 일본(JP)	
(71) 출원인	츠보우치 가즈오 일본 000-000 일본국 미야기켄 센다이시 다이하쿠쿠 히토기타 2-30-38	
(72) 발명자	츠보우치 가즈오 일본 000-000 일본국 미야기켄 센다이시 다이하쿠쿠 히토기타 2-30-38 마스가즈야 일본 일본미야기켄센다이시야오바쿠가와우치모토하세쿠라35가와우치쥬타쿠3-102 시바타도모히코 일본 일본아이치켄가스가이시가타가와쵸9-3-10엔케이도미루II202고	
(74) 대리인	김창세	
(77) 심사청구	있음	
(54) 출원명	부호분할 다중통신 방식	

#### 요약

통신로의 상황이 나쁜 경우에도 동기 부호열에 의한 표면 탄성과 정합 필터부터의 상관 피크에 의해 칩 동기를 취한 직교 부호를 발생시킴으로써, 패킷 전체가 드롭아웃(dropout)되지 않도록 함과 동시에 수신 신호로부터 캐리어를 재생할 필요가 없는 부호분할 다중통신 방식에 있어서, 스펙트럼 확산 신호의 프리앰블부중에 각각이 11 칩의 바커 부호로 이루어지는 동기 패킷 부분과 더미 부분으로 구성된 복수의 동기 버스트를 마련함과 동시에, 하나의 동기 버스트의 시간  $T_{burst}$  를 64 칩의 직교 m계열 부호로 변조한 데이터부의 하나의 심볼 시간  $T_{symbol}$  과 일치시킨다. 복수의 동기 부호열 중 어느 하나라도 상관 피크가 검출되면, 데이터부의 최초의 심볼의 개시 타이밍에 맞은 직교 부호를 발생시킬 수 있어, 칩 동기를 정확하고 또한 고속으로 취할 수 있다.

#### 대표도



기술편야

본 발명은 스펙트럼 확산통신 방식에 관한 것으로, 특히 고속 동기가 가능한 부호분할 다중통신 방식에 관한 것이다.

고도 정보화 사회의 진전을 위해서는 통신 기술의 발전이 필수적인데, 특히 무선 통신 기술이 중요해 지고 있다. 이러한 무선 통신의 하나로써, 반경 수백 미터(meter)의 셀(구내 셀이라 함) 내에 기지국(여기서는 송신국임)을 마련하여, 구내 셀 내를 이동하는 복수의 이동국(수신국이라 함)과의 사이에 동시에 무선 통신을 실행하는 것과 같은 무선 통신이 개발되어 있다. 이러한 무선통신에서는, 서로 간섭하지 않는 복수의 채널을 설정할 필요가 있다. 이를 위한 다중 접속 방식으로서는 주파수 분할 다중 접속 FDMA(Frequency Division Multiple Access), 시간 분할 다중 접속 TDMA(Time Division Multiple Access), 부호 분할 다중 접속 CDMA(Code Division Multiple Access) 등이 제안되어 있다. 본 발명은 이들의 다원 접속 방식 중 부호 분할 다중 접속 CDMA에 속하는 것이다.

이 CDMA에 있어서는, 베이스밴드 데이터를 고속 디지털 코드에 의해 변조함으로써 주파수 스펙트럼이 확장되기 때문에, 스펙트럼 확산 통신 방식 SSC(Spread Spectrum Communication)으로도 부르고 있다. 이 SS-CDMA는, 내페이딩 특성, 내멀티패스 특성, 내방해 특성에 우수함과 동시에 대용량 교환 기능이나 위치 결정 기능 등도 갖고 있어, 우수한 특성을 포함하고 있다.

본 발명에 있어서, 다운링크(downlink)란 셀의 거의 중앙부에 존재하는 기지국에서 셀 내의 복수의 이동국으로의 송수신하는 것을 말한다. 이하, 송신국이란 기지국이고, 수신국이란 이동국이다. 이러한 SS-CDMA에서의 다운링크(송신국에서 수신국으로의 통신)에 있어서, 송신측에서는 베이스밴드 데이터를 소정의 중심 주파수를 갖는 캐리어와 승산하여 1차 변조 신호를 작성하고, 또한 이것을 확산 부호(유사 잡음(PN) 부호라고도 함)와 승산하여 주파수 스펙트럼이 확장된 2차 변조 신호를 송출한다. 수신측에서는, 상술한 확산 부호와 동일한 확산 부호 및 상술한 캐리어와 동일한 캐리어를 발생시켜, 이들과 수신 신호를 승산하면, 본래의 베이스밴드 데이터로 복조할 수 있다.

이러한 SS-CDMA 통신 방식에 있어서의 확산 부호로서는, 다수의 채널을 식별할 수 있도록 직교 부호가 사용되어 있고, 예컨대 직교 m계열 부호, 직교 월쉬(Walsh) 부호, 직교 골드(gold) 부호 등을 채용할 수 있다. 이러한 직교 부호를 사용하는 경우에, 수신측에 있어서 소정의 직교 부호를 발생시키는 타이밍, 즉 부호의 동기를 취할 필요가 있다. 이 부호 동기는 칩 동기라 불리고 있다. 종래, 이 칩 동기를 취하기 위해서는, 디지털 슬라이딩(sliding) 상관기나 디지털 정합 필터 등을 이용하는 것이 제안되어 있다.

디지털 슬라이딩 상관기는, 직교 부호를 수신 신호보다 일찍 순회시켜, DLL(Delay Lock Loop)를 갖는 판정 회로에 의해 칩 동기를 취하는 것으로, 상관기의 밸런스에 의한 동작 불안정성이 있음과 동시에 최대 부호 1주기의 순회가 필요하기 때문에 동기 포착에 시간이 걸리는 결점이 있다.

또한, 디지털 정합 필터는 시프트 레지스터(shift resistor)를 이용하여 기지(既知)의 직교 부호와 수신 신호와의 상관 적분을 실행하는 것에 의해 상관 피크를 검출함으로써 동기 포착을 실행하는 것이며, 상술한 디지털 슬라이딩 상관기에 비교하여 고속 동기가 가능한데, 상관 피크의 존재 타이밍이 애매모호해지는 우려가 있다. 또한, 직교 부호의 1주기의 칩 수가 많아지면, 시프트 레지스터의 비트수도 많아져, 경제적인 문제도 발생하는 결점이 있다.

실리콘 집적 회로 기술에 의한 디지털 정합 필터는, 일반적으로 베이스밴드 주파수로 동작하기 때문에, 캐리어 주파수를 포함한 채로는 동작할 수 없고, 동기 검파 등을 실행한 후, 수신 신호를 디지털 정합 필터에 입력할 필요가 있다. 일반적으로 PN 부합 등에 의해 2차 변조된 신호는 스펙트럼이 확장되어 있고, C/N비가 작아지기 때문에 동기 검파를 수행하는 것이 대단히 곤란하다. 현재 개발 중인 0.2~0.13 $\mu\text{m}$ 의 미세화 기술에 의한 실리콘 집적 회로를 이용하면, 100MHz 정도로 동작하는 디지털 정합 필터는 원리적으로 가능해지지만, 회로 규모가 방대해져, 소비 전력도 적어도 1와트(watt)를 초과하여, 저소비 전력이 필수적인 이동기(移動機)의 수신부에 이용하는 것은 현실적으로는 곤란하다.

또한, 이들 디지털 슬라이딩 상관기나 디지털 정합 필터는 일반적으로 대기시에 있어서의 전력 소비가 큰 결점도 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해서, 본원의 발명자 등은, 송신측에서는 베이스밴드 데이터에 직교 부호를 송신하여 얻어지는 데이터부와, 상기 직교 부호의 동기를 수신측에서 확보하기 위한 프리앰블(preamble)부로 구성된 부호분할 다중신호를 송신하고, 수신측에서는 탄성 표면파 정합 필터에 의해 프리앰블부 중 동기 부호열에서 상관 피크를 검출하고, 이 검출 타이밍에 근거하여 직교 부호를 발생시키고, 이 직교 부호로 수신한 데이터부의 베이스밴드 데이터를 복조하는 부호분할 다중통신 방식을 이미 제안하여 있다. 이러한 부호분할 다중통신 방식은, 예컨대 일본 특허 공개 명세서 제 09-261121 호 공보에 기재되어 있다. 이하, 탄성 표면파 정합 필터 또는 표면 탄성파 정합 필터를 「SAW MF」이라고 칭한다. SAW MF는 Surface Acoustic Wave Matched Filter를 줄인 것이다.

이러한 부호분할 다중통신 방식에 따르면, 직교 부호의 동기를 고속으로 취할 수 있다. 또한, 탄성 표면파 정합 필터는 수동 소자이며, 본질적으로 전력 소비가 없고, 따라서 대기 전력이 적은 수신기를 제공할 수 있는 특징이 있다. 또한, 탄성 표면파 정합 필터는 캐리어를 포함한 상태로 상관을 취할 수 있기 때문에, 적당한 재료를 이용한 탄성 표면파 정합 필터로서는 GHz대, 즉 RF대역에 있어서 상관 조작을 실행할 수 있다. 이 때문에, RF대의 수신 신호를 직접 입력하여 상관을 취할 수 있기 때문에, 다운 컨버트 등의 전(前)처리가 필요없게 된다고 하는 이점도 있다. 후술하겠지만, GHz대에서 동작 가능한 SAW MF로서는 질화알루미늄 박막을 구성 요소로 한 「질화알루미늄/사파이어(sapphire) 구조」의 SAW MF가 바람직하다.

상술한 일본 특허 공개 명세서 제 09-261121 호 공보에 기재되어 있는 종래의 부호분할 다중통신 방식에 있어서는, 프리앰블부를 동기 부호열로서 11칩의 바커(barker) 부호로 이루는 동기 패킷 부분과, 그것에 이어지는 5칩의 더미 부분으로 구성하여, 데이터부를 직교 PN부호로 변조한 1024 칩의 심볼을 n개 연속시켜 구성하고 있다. 이와 같이 종래의 부호분할 다중통신 방식에 있어서는, 수신측에서 직교 부호를 수신한 부호분할 다중신호의 데이터부의 칩과 동기하여 발생시키기 위해서, 프리앰블부를 마련하고 있는데, 1개의 패킷의 선두에 동기 부호열이 하나밖에 존재하지 않고 있기 때문에, 이 동기 부호열의 검출을 수행할 수 없으면 패킷 전체의 수신을 행할 수 없다는 결점이 있다. 무선 통신에 있어서는, 여러 가지의 노이즈나 멀티패스나 인접하는 셀로부터의 혼신 등의 영향이 크기 때문에, 프리앰블부에 하나의 동기 부호열밖에 마련하지 않으면, 그 상관 피크를 양호하게 검출할 수 없다고 하는 문제가 있다.

또한, 상술한 종래의 부호분할 다중통신 방식에 있어서는, 수신측에서 탄성 표면파 정합 필터의 출력 신호, 즉 상관 피크로부터 송신되고 있는 부호분할 다중 신호의 캐리어에 동기한 캐리어를 발생시켜, 이 캐리어와 상술한 바와 같이 하여 발생시킨 직교 부호를 혼합하고, 이 혼합한 신호를 수신 신호와 송신하여 베이스밴드 데이터를 복조하도록 하고 있다. 탄성 표면파 정합 필터의 상관 피크가 출현하고 있는 시간내에 수신한 캐리어와, 주파수와 위상의 동기를 취한 캐리어를 재생하는 것은 가능하지만, 상관 피크가 출력되고 있는 짧은 시간폭에서 재생하기 위해서는 회로적 공부(工夫)를 필요로 한다. 그 때문에 보다 간편한 방법에 의한 회로 구성이 요망되고 있다.

따라서, 본 발명의 제 1 목적은, 통신 환경이 열악한 경우에서도 동기 부호열의 칩 동기를 확실히 또한 고속으로 취할 수 있어, 패킷 전체의 수신을 할 수 있도록 하는 문제점을 제거한 부호분할 다중통신 방식을 제공하고자 하는 것이다.

본 발명의 제 2 목적은, 상술한 제 1 목적을 달성함과 동시에, 표면 탄성파 정합 필터로부터의 상관 피크에서 수신 신호에 동기한 캐리어를 사용하는 일 없이 베이스밴드 데이터를 정확히 복조할 수 있는 부호분할 다중통신 방식을 제공하고자 하는 것이다.

#### 발명의 개시

본 발명은, 송신측에서는, 베이스밴드 데이터에 직교 부호를 송신하여 얻어지는 데이터부와, 상기 직교 부호의 칩 동기를 수신측에서 확보하기 위한 동기 부호열을 포함하는 프리앰블부로 구성된 부호분할 다중신호를 소정의 중심 주파수를 갖는 캐리어로 변조하여 송신하고, 수신측에서는 탄성 표면파 정합 필터에 의해 프리앰블부 내의 동기 부호열로부터 상관 피크를 검출하여, 이 검출 타이밍에 근거하여 발생시킨 직교 부호에 의해 데이터부의 베이스밴드 데이터를 복조하는 부호분할 다중통신 방식에 있어서, 상기 프리앰블부에 복수의 동기 부호열을 마련하여, 상기 탄성 표면파 정합 필터가 이들 복수의 동기 부호열 내의 적어도 하나로부터 상관 피크를 검출하는 타이밍에 근거하여 상기 직교 부호를 발생시키는 것을 특징으로 하는 것이다.

이러한 본 발명에 의한 부호분할 다중통신 방식에 따르면, 송신 신호 중의 프리앰블부에 복수의 동기 부호열을 마련하고, 그 중 적어도 하나를 탄성 표면파 정합 필터에 의해 검출할 수 있으면, 칩 동기를 취한 직교 부호를 발생시킬 수 있기 때문에, 패킷 전체가 드롭아웃(dropout)해 버리는 것과 같은 사태의 발생을 대폭 억제할 수 있다.

상술한 바와 같이, 프리앰블부에 복수의 동기 부호열을 마련하는 경우에도, 항상 모든 동기 부호열의 상관 피크를 검출할 수 있는 것은 아니기 때문에, 모두 동일한 동기 부호열을 사용하는 경우에는, 검출된 상관 피크로부터 직교 부호의 발생 타이밍을 확실히 예측할 수가 없다. 즉, 프리앰블부에, 예컨대 10개의 동기 부호열을 마련했다라고 하면, 이상 상태에서는 이들 10개의 동기 부호열을 검출할 때마다 탄성 표면파 정합 필터로부터 상관 피크를 얻을 수 있지만, 통신로(通信路)의 악화에 의해 9개의 동기 부호열밖에 검출되지 않는 경우에는, 이들 9개의 상관 피크로부터 데이터부의 최초의 심볼의 개시 시각을 예측하는 것은 일반적으로는 불가능하다. 이러한 문제를 해결하기 위해서는, 예컨대 복수의 동기 부호열의 구성을 변경하여, 어떤 위치의 동기 부호열로부터의 상관 피크인 것인지를 알도록 하면 좋지만, 그 경우에는, 송신국이나 수신국의 구성이 복잡하게 되어 버린다.

본 발명은 이러한 문제도 해결하기 위해서, 송신측에서는 베이스밴드 데이터에 직교 부호를 승산하여 얻어지는 데이터부와, 상기 직교 부호의 칩 동기를 수신측에서 확보하기 위한 동기 부호열을 포함하는 프리앰블부로 구성된 부호분할 다중신호를 소정의 중심 주파수를 갖는 캐리어로 변조하여 송신하고, 수신측에서는 탄성 표면파 정합 필터에 의해 프리앰블부중의 동기 부호열로부터 상관 피크를 검출하고, 이 검출 타이밍에 근거하여 발생시킨 직교 부호에 의해 수신한 데이터부의 베이스밴드 데이터를 복조하는 부호분할 다중통신 방식에 있어서, 상기 프리앰블부의 적어도 하나의 동기 부호열로 이루어지는 동기 패킷 부분과, 그것에 이어지는 더미 부분으로 구성되는 동기 버스트의 시간  $T_{burst}$  를 상기 데이터부의 하나의 심볼의 시간  $T_{symbol}$  의 정수배로 한다. 특히, 동기 버스트의 시간  $T_{burst}$  를 상기 데이터부의 심볼의 시간  $T_{symbol}$  와 동일하게 하는 것이 바람직하다.

이러한 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 의하면, 동일한 구성으로 이루어지는, 예컨대 10개의 동기 부호열을 프리앰블부에 마련하는 경우, 그 중의 하나라도 상관 피크를 검출할 수 있으면, 데이터부의 최초의 심볼의 개시 타이밍에 정확히 일치하는 직교 부호를 발생시킬 수 있다.

또한, 이 경우에는, 프리앰블부내의 동기 부호열로부터 상관 피크가 최초로 검출되는 타이밍에 근거하여 직교 부호를 발생시키거나, 후술하는 실시예와 같이 상관 피크가 검출될 때마다 직교 부호 발생 회로의 동작을 리셋시키거나 할 수 있지만, 후자쪽이 데이터부의 개시 타이밍에 더욱더 가까운 타이밍에 근거하여 직교 부호를 발생시킬 수 있기 때문에, 보다 정확한 칩 동기를 취할 가능성이 있다.

또한, 상술한 제 2 목적을 달성하기 위한 본 발명은, 송신측에서는 베이스밴드 데이터에 직교 부호를 승산하여 얻어지는 데이터부와, 상기 직교 부호의 칩 동기를 수신측에서 확보하기 위한 동기 부호열을 포함하는 프리앰블부로 구성된 부호분할 다중신호를 소정의 중심 주파수를 갖는 캐리어로 변조하여 송신하고, 수신측에서는 탄성 표면파 정합 필터에 의해 프리앰블부중의 동기 부호열로부터 상관 피크를 검출하고, 이 검출 타이밍에 근거하여 발생시킨 직교 부호에 의해 수신한 데이터부의 베이스밴드 데이터를 복조하는 부호분할 다중통신 방식에 있어서, 수신측에서 상기 탄성 표면파 정합 필터로 검출되는 상관 피크의 타이밍에 근거하여 발생하는 직교 부호와, 수신한 부호분할 다중신호를 승산하여 협대역 변조 신호를 취출하여, 이 협대역 변조 신호를 수신측에 마련한 국부 발진기로부터 발생하는 캐리어를 이용하여 복조해서 본래의 베이스밴드 데이터를 재생하는 것을 특징으로 하는 것이다.

이러한 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식이 바람직한 실시예에서는, 상기 수신측에 마련한 국부 발진기로부터 상기 송신측에서 발생하는 캐리어의 중심 주파수와 동일한 주파수를 갖는 캐리어를 발생시켜, 이 캐리어와 상기 협대역 변조 신호를 승산하여 상기 베이스밴드 데이터를 복조하도록 한다.

혹은, 상기 수신측에 마련한 국부 발진기로부터 상기 송신측에서 발생하는 캐리어의 중심 주파수와는 다른 주파수의 캐리어를 발생시켜, 이 캐리어와 상기 협대역 변조 신호를 승산하여 얻어지는 차(差) 주파수의 협대역 변조 신호를 취출하고, 이 차 주파수의 협대역 변조 신호를 복조하여 상기 베이스밴드 데이터를 복조하는 헤테로다인 수신 장치 방식을 채용할 수도 있다.

어떤 경우에서도, 협대역 변조 신호를 복조하여 베이스밴드 데이터를 재생하는 것은 통상의 복조 방식을 사용할 수 있다.

또한, 본 발명에 있어서는, 상기 프리앰블부를 구성하는 복수의 버스트의 반복 회수  $N_{burst}$  를 5~15, 특히 6~12로 하는 것에 따라, 여러 가지의 통신 환경에서 칩 동기를 취할 수 없도록 함에 따라 패킷 전체가 드롭아웃해 버리는 확률은 상술한 종래의 부호분할 다중통신 방식보다 훨씬 낮다는 것을 확인하였다.

또한, 본 발명에 있어서는, 상기 프리앰블부의 동기 부호열의 칩레이트를 상기 데이터부의 칩레이트보다 높고, 특히 2배 이상의 정수배로 하는 것이 바람직하다. 즉, 이 경우에는, 표면 탄성파 정합 필터로부터 출력되는 상관 피크가 시간적으로 날카롭게(sharper) 되기 때문에, 직교 부호의 발생 타이밍을 보다 더 정확히 규정할 수 있다.

상술한 바와 같이, 프리앰블부에 마련하는 동기 부호열로서는 11 칩의 바커 부호나 15 칩의 M 계열 부호 등을 이용할 수 있고, 데이터부의 직교 부호로서는, 64 칩의 직교 m계열 부호, 64 칩의 직교 월슈 부호나 64칩의 직교 골드 부호 등을 이용할 수 있다.

#### 도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식의 전체의 구성을 나타내는 도면,

도 2는 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 있어서의 부호분할 다중신호 패킷의 구성의 일례를 나타내는 도면,

도 3은 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 있어서의 기지국의 구성을 나타내는 블록도,

도 4는 기지국에서 송신되는 송신 신호를 나타내는 도면,

도 5는 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 있어서의 이동국의 일례의 구성을 나타내는 블록도,

도 6a 및 6b는 각각 스펙트럼 확산신호 및 협대역 변조 신호를 나타내는 도면,

도 7은 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 있어서의 이동국의 다른 예의 구성을 나타내는 블록도,

도 8은 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 있어서의 이동국의 또다른 예의 구성을 나타내는 블록도,

도 9a 및 9b는 표면 탄성파 정합 필터의 출력으로부터 캐리어를 추출하는 동작을 나타내는 도면,

## 실시에

본 발명을 도면을 참조하고 설명하기 전에, 본 명세서에 있어서 사용하는 용어의 정의한다.

## 부호분할 다중신호 패킷

선두에 마련된 하나의 프리앰블부와, 그것에 이어지는 복수의 심볼로 이루는 데이터부로 구성되는 패킷

## 패킷 시간 $T_{\text{packet}}$

프리앰블부 및 데이터부로 이루어지는 패킷의 시간

## 데이터레이트 $D$ [bps(bit per second)]

2진 신호 「1, 0」으로 이루는 베이스밴드 데이터의 1초당 비트수

## 심볼 시간 $T_{\text{symbol}}$

데이터부에 포함되는 심볼의 시간

## 동기 버스트

적어도 하나의 동기 부호열로 이루어지는 동기 패킷 부분과, 그것에 이어지는 더미 부분으로 구성된 신호 부분

## 동기 버스트 시간 $T_{\text{burst}}$

동기 버스트의 시간

## 칩 길이 $N$ [칩]

SS 방식 혹은 CDMA 방식에서는, PN 코드를 송신하여 2차 변조한다.

PN 부호는 「1」과 「0」의 부호가 적당한 반복으로 구성된다. 이 부호, 즉 「1」과 「0」의 수를 「칩 길이」라고 한다. 일반적으로,  $N$ 칩의 직교 부호를 이용하면, 부호 동기, 즉, 칩 동기를 취하고 있을 때,  $N$  채널의 통신이 가능해진다.

## 칩레이트 $R_{\text{chip}}$ [cps(chip per second)]

동기 부호열 및 직교 부호를 구성하는 칩의 전송레이트에서, 프리앰블부중의 동기 부호열의 칩레이트를  $R_{\text{pre}}$  라고 하고, 데이터부중의 직교 부호의 칩레이트를  $R_{\text{data}}$  라 칭한다. 데이터부에 관해서는  $R_{\text{data}}/N = D$ 가 성립된다.

도 1은 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식을 사용하는 셀화 네트워크의 구성을 도면에 나타내는 것이다. 반경 150 미터 정도의 셀, 예컨대 구내 셀(1a, 1b)에는 각각 기지국(2a, 2b)을 마련하고, 이들 기지국 간에는, 예컨대 광케이블을 거쳐서 제어국(3)에 접속되어 있다. 복수의 이동국(4a, 4b...)은 구내 셀(1a, 1b) 내를 자유롭게 이동할 수 있고, 기지국은 자기가 소속하는 구내 셀내에 어떤 이동국이 이동하고 있는지를 끊임 없이 검지하고 있다. 각 이동국(4a, 4b...)은 기지국(2a, 2b)와의 사이에서 통신을 실행한다. 이동국에서 기지국으로의 통신을 업링크라 하고, 기지국에서 이동국으로의 통신을 다운링크라 칭하고 있다. 다운링크에서는, 기지국으로부터 동일한 타이밍으로 동일 셀내의 이동국에 송신하고, 이동국에서는 기지국에서 송신되어 오는 신호 중에서 자국원의 신호만을 선택적으로 복조한다. 상술한 바와 같이, 본 발명은 이 다운링크의 기술에 관한 것이다. 셀화 네트워크의 유용성을 향상하기 위해서는, 하나의 셀내에서 가능한 한 많은 채널을 설정하는 것이 중요하다. 본 발명에서는, 이 목적을 위해 베이스밴드 데이터를 칩 길이  $N$ 의 직교 부호로 변조하고 있다.

일반적으로, 다운링크에 있어서는, 기지국으로부터 이동국에 일제히 송신하는 것은 간단하기 때문에, 본 발명에 설명하는 패킷 구성을 다운링크에 간단히 채용할 수 있다. 이동국에서 기지국으로의 업링크에 있어서는, 가령 이동국이 일정한 타이밍으로 송신했다고 해도, 이동국과 기지국 간의 거리가 일정하지 않기 때문에 각 이동국에서 기지국으로 도달하는 신호의 타이밍은 일치하지 않는다. 그러나, 어떠한 방법으로 각 이동국으로부터의 신호가 동일 타이밍으로 기지국에 도달하도록 할 수 있으면, 본 발명에 나타내는 패킷 구성을 업링크에 이용할 수도 있다.

도 2는 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 있어서의 부호분할 다중신호 패킷의 일례의 구성을 나타내는 도면이다. 부호분할 다중신호 패킷은 칩 동기를 확립하기 위한 복수의 동기 부호열을 포함하는 프리앰블부와, 베이스밴드 데이터를 직교 부호로 변조한 데이터부로 구성되어 있다. 프리앰블부는 각각이 동기 부호열로 이루는 동기 패킷 부분과 그것에 이어지는 더미 부분으로 구성되어 있는 동기 버스트가 복수회 반복하여 구성되어 있다.

도 2의 동기 버스트 부분중의 동기 패킷 부분은, 후술하는 예에서는 11 칩의 바커 부호가 송신된다. 「더미 부분」에 대해서는, 신호를 전혀 송신하지 않는 방법이 있다. 이와 같이 하면, 이 더미 구간에서는 전력이 송신되지 않기 때문에, 패킷 전체의 적분한 전력을 억제할 수 있는 이점이 있다. 이하의 실시예에서는, 패킷 전체의 적분한 전력을 억제할 목적과 패킷 구성을 간편하게 할 목적으로, 더미 구간에는 어떤 신호도 송신하지 않는다. 더미 구간에서 아무것도 송신하지 않을 때, SAW MF는 상관 피크를 출력하지 않기 때문에, 후술하는 동작에 영향을 주지 않는다. 더미 구간에 부호 「1」 또는 부호 「0」에 상당하는 신호를 연속하여 송신하더라도 무방하다. 또는, 더미구간에 수신 SAW MF에서 상관 피크를 출력시키지 않는 부호이면 송신하더라도 무방하다.

프리앰블부중에 복수회 반복되고 있는 동기 부호열은, 유사 랜덤 잡음 부호(Pseudo Random Noise Code)이며, 예컨대,  $m$ 계열 부호, 바커 부호, 골드 부호 등을 이용할 수 있다. 본 예에서는 11 칩의 바커 부호를 이용하고 있고, 그 부호 구성은 「11100010010」이라고 되어 있다. 또한, 데이터부는 베이스밴드 데이터를 직교 부호로 변조한 것이지만, 이 직교 부호로서는 직교  $m$  계열 부호, 직교 골드 부호, 직교 월슈 부호 등을 이용할 수 있다. 이 직교 부호의 칩 길이  $N$ 에 의해서 채널수가 결정되지만, 본 예에서는 64 칩의 직교  $m$  계열 부호를 이용하고 있다. 64 칩의 직교  $m$  계열 부호를 이용하는 경우에는, 실제로는 63 채널로 되지만, 설명의 편의상 64 채널이 구성되는 것으로 한다.

상술한 바와 같이, 프리앰블부중의 동기 부호열은 11 칩의 바커 부호로 구성되고 있지만, 그 반복 회수는 5~15, 특히 6~12로 함으로써 칩 동기를 정확히 취할 수 있는데, 본 예에서는 10회로 한다. 동기 부호열의 반복을 이 정도의 회수로 하면, 통신로가 상당히 열악한 상태라도 칩 동기를 취할 수 있는 것을 확인하였다.

또한, 데이터부에 포함되는 심볼의 개수는 프로토콜적인 제약을 고려하지 않으면 임의로 정할 수 있지만, 실제로는 수정(水晶) 진동자(振動子)의 안정성이나 이동국의 이동에 의한 도플러 시프트를 고려하여 500~1000 심볼로 있다. 이것은, 예컨대 직교 부호의 발생 타이밍을 정확히 검출하여 직교 부호를 발생시켰다고 해도, 수신기내에서 발생시키는 직교 부호의 칩레이트는 수신기 내부에서 독자적으로 발생시키기 때문에, 수신 신호의 칩레이트와 상이하게 된다. 이동국이 정지하고 있다고 해도, 수신기 내부에서 송신하면 데이터부의 최초와 뒤의 부분에서 칩 동기가 어긋나 버리도록 하는 이트와는 수~10ppm 정도 상이하다. 이 때문에, 아주 긴 데이터를 송신하면 데이터부의 최초와 뒤의 부분에서 칩 동기가 어긋나 버리도록 하는 것에 기인한다. 또한, 가령 수신기 내부에서 정확한 칩레이트를 재현했다고 해도, 이동국이 이동하고 있으면 도플러 시프트에 의한 어긋남이 발생하는 것에 기인한다. 실시예에서는, 수신 신호중의 칩레이트와 수신기 내부에서 발생시키는 칩레이트의 차가 5~10ppm 정도이면, 500~1000 심볼의 패킷을 송신하더라도 칩 동기 어긋남에 의한 데이터 에러는 실질적으로 문제가 없는 레벨이었다.

후술하는 바와 같이, 도 2에 나타난 구성의 부호분할 다중신호 패킷을 실제로 전송하는 경우에는, 중심 주파수가  $f_0$ 의 캐리어와 송신하고 있다. 이 캐리어 주파수  $f_0$ 는 전파법의 규정을 고려하여 2.484GHz이고, 대역폭은 26MHz 내에 있도록 하고 있다. 여기서 상정(想定)한 규정은 RCR S TD-33이다. 이러한 점을 고려하여, 부호분할 다중신호 패킷의 칩레이트  $R_{chip}$ 를 정할 필요가 있다. 본 예에서는 프리앰블부중의 동기 부호열의 칩레이트  $R_{pre}$ 를 22Mcps로 하고, 데이터부중의 직교 부호의 칩레이트  $R_{data}$ 를 그 1/2인 11Mcps라 하고 있다. 상술한 바와 같이, 칩 길이  $N$ 을 64 칩이라고 하고 있기 때문에,  $R_{data}/N=D$ 에 의해 데이터 부분의 데이터레이트  $D$ 는 약 171kbps로 된다. 이 관계로부터 칩 길이  $N$ 을 크게 하면, 칩레이트  $R_{data}$ 는 작아지고, 칩 길이  $N$ 을 작게 하면, 칩레이트  $R_{data}$ 는 커지는 것을 알 수 있다.

또한, 프리앰블부중의 동기 부호열의 칩레이트  $R_{pre}$ 는 데이터부중의 직교 부호의 칩레이트  $R_{data}$ 보다 높게 하는 쪽이, 보다 더 정확한 칩 동기를 취할 수 있기 때문에 바람직하다. 이것은 이하의 이유에 따른다. SAW MF에서 출력되는 상관 피크는 그 포락선의 시간 파형이 거의 삼각파의 형상을 하고 있다. 삼각파의 시간폭은 약 칩레이트의 역수이다. 22Mcps의 칩레이트를 이용할 때, 약 45nsec이다. 삼각 파형을 이용하여, 직교 부호의 발생 타이밍을 검출하기 때문에, 이 유한 시간폭 45nsec가 직교 부호 발생 타이밍의 오차를 생기게 한다. 직교 부호 1 칩 시간이 칩 길수록, 이 유한 시간폭 45nsec의 영향이 적어진다. 따라서, 상술한 바와 같이, 프리앰블부중의 동기 부호열의 칩레이트  $R_{pre}$ 를 데이터부의 직교 부호의 칩레이트  $R_{data}$ 보다 높게 하는 쪽이, 보다 정확한 칩 동기를 얻을 수 있다. 이 때,  $R_{pre}$ 와  $R_{data}$ 의 비에 대해서는, 원리적으로는 임의로 선택할 수 있지만, 회로 제작의 것을 상위(相違)하면 정수비로 되어 있는 쪽이, 간편히 회로를 설계 제작할 수 있는 이점이 있다.

본 예에서는, 프리앰블부의 동기 부호열을 상술한 바와 같이 11 칩의 바커 부호라 하고 있기 때문에, 동기 패킷 부분의 시간은 「 $(1/22 \text{ Mcps}) \times 11 \text{ 칩}$ 」에 의해 500nsec로 된다. 한편, 데이터부에서는 64 칩의 직교 m계열 부호를 사용하고 있기 때문에, 하나의 심볼의 시간  $T_{symbol}$ 은 「 $(1/11 \text{ Mcps}) \times 64 \text{ 칩}$ 」에 의해 약 5.8μsec로 된다. 본 발명의 하나의 특징으로서, 프리앰블부의 동기 버스트의 시간  $T_{burst}$ 를 데이터부의 심볼 시간의 정수배로 하는 점이 있지만, 본 예에서는 이들의 시간을 동일하게 하고, 동기 패킷중의 데이터 부분의 시간은 이러한 조건을 만족하도록 정해져 있다. 상술한 바와 같이,  $T_{symbol}$ 를  $T_{burst}$ 과 동일하게 취했기 때문에,  $T_{burst}$ 는 약 5.8μsec이다. 동기 패킷 시간 부분의 시간은 500nsec( $=0.5\mu\text{sec}$ )이기 때문에, 동기 패킷중의 데이터 시간은 「약 5.8μsec - 0.5μsec = 약 5.3μsec」로 된다.

도 3은 기지국(송신국)(2a, 2b)의 구성을 나타내는 블록도인데, 기본적인 구성은 종래의 것과 마찬가지이다. 즉, 베이스밴드 데이터 발생 회로(11)로부터 출력되는 전송해야 할 베이스밴드 데이터를 제 1 승산기(12)로 공급하고, 이 제 1 승산기로는 확산 신호 발생 회로(13)로부터 소정의 타이밍으로 출력되는 11 칩의 바커 부호열 및 64 칩의 직교 m 계열 부호를 공급하고, 도 2에 나타난 바와 같은 구성을 갖는 부호분할 다중신호 패킷을 생성한다. 이렇게하여 생성된 부호분할 다중신호 패킷을 제 2 승산기(14)로 공급하고, 여기서, 캐리어 발생기(15)로부터 출력되는 캐리어와 송산하여, 그 출력을 안테나(16)를 경유하여 송신한다. 이 캐리어의 중심 주파수  $f_0$ 는 상술한 바와 같이 2.484GHz로 되어 있다. 또, 도 2의 예에서는, 베이스밴드 데이터에 확산 부호를 송산하고, 이어서 캐리어를 송산하고 있지만, 이 송산의 순서를 바꾸더라도 무방하다. 즉, 베이스밴드 데이터에 캐리어를 송산하고, 이어서 확산 부호를 송산하더라도 무방하다. 수학적으로는 어느 쪽을 먼저 송산하더라도 동일하다. 그러나, 먼저 캐리어를 송산하면, 송신기 내부에 있어서 2.4 GHz 대의 신호를 처리하는 회로가 많아지기 때문에, 고주파 신호의 열대 대책이 번거롭게 되는 결점이 있다.

도 4는 상술한 기지국(2a 또는 2b)로부터 송신되는 부호분할 다중통신 신호를 도면에 나타내는 것이다. 프리앰블부는 상술한 바와 같이 동기 패킷 부분 및 데이터 부분으로 이루어지는 동기 버스트를 10회 반복하여 구성되어 있다. 데이터부에서는 베이스밴드 데이터가 64 칩의 직교 m 계열로 확산 스펙트럼 변조되어 있기 때문에, 하나의 데이터 패킷에는 채널 1 ~ 채널 63의 63 채널분의 부호분할 다중신호가 500 심볼분만큼 포함되어 있다. 도 4에서는, 프리앰블부가 이들의 63 채널에 대하여 공통으로 전송되어 있는 것을 선으로 도면에서 나타내고 있다. 상술한 바와 같이, 프리앰블부의 하나의 동기 버스트의 시간  $T_{burst}$ 는 데이터부의 하나의 심볼의 시간  $T_{symbol}$ 과 동일하게 취하고 있다.

도 5는 이동국(수신국)(4a, 4b...)의 일례의 구성을 나타내는 것이다. 상술한 일본 특허 공개 평성 제 09-261121 호 공보에 기재되어 있는 종래의 부호분할 다중통신 방식에 있어서의 이동국에서는, 표면 탄성파 정합 필터(SAW MF)로부터 출력되는 상관 피크에 포함되는 캐리어를 검출하여 수신 신호의 캐리어와 동기한 캐리어를 생성하고, 이 캐리어와 동기 부호열을 혼합한 신호와 수신 신호를 송산하여 본래의 베이스밴드 데이터를 재생하도록 하고 있었다. 탄성 표면파 정합 필터(SAW MF)로부터 출력되는 상관 피크의 기간은, 상술한 바와 같이 500nsec로 짧기 때문에, 이 짧은 시간내에 캐리어를 정확히 재생하는 것은 실제 문제로서 대단히 곤란하다. 그래서, 본 예에 있어서는 수신 신호로부터 캐리어를 생성할 필요성을 없앤 것이다.

이동국에서는 안테나(21)에서 수신한 부호분할 다중신호를 분파기(22)에서 분파하여, 그 하나를 이득이 가변인 앰프(23)에 공급한다. 상술한 분파기(22)에서 분파된 신호를 수신하여 수신 신호의 레벨을 판정하는 수신 레벨 판정 회로(24)와, 이 수신 레벨 판정 회로의 출력 신호를 수신하여 수신 제어 신호를 발생하는 수신 제어 신호 발생 회로(25)를 마련하고, 이 수신 제어 신호 발생 회로로부터 출력되는 제어 신호를 상술한 앰프(23)에 이득 제어 신호로서 공급한다. 이들의 회로는 자동 이득 제어 회로를 구성하는 것이며, 앰프(23)로부터는 항상 소정의 레벨의 신호가 출력되게 된다. 도 5의 예에서는, 수신 레벨 판정 회로의 입력은 안테나(21)의 수신 신호를 그대로 이용하고 있지만, SAW MF의 후단, 즉 SAW MF(26)와 포락선 검파기(27)의 사이로부터의 신호를 수신 레벨 판정 회로의 입력에 이용하더라도 무방하다. 또, 용도에 따라서는, 포락선 검파 회로(27) 이후의 신호 처리가 번거롭게 되는 결점은 있지만, 수신 레벨 판정 회로(24), 수신 제어 신호 발생 회로(25), 가변 이득 앰프(23)를 마련하지 않더라도 무방하다.

상술한 앰프(23)의 출력 신호를 표면 탄성파 정합 필터(SAW MF)(26)로 공급하여, 상술한 프리앰블부중의 동기 부호열을 검출한다. 이러한 표면 탄성파 정합 필터(26) 그 자체는 주지(周知)이기 때문에, 여기서는 설명을 생략한다. SAW MF에 대해서는, 일본 특허 공개 평성 제 09-261121 호 공보에 설명되어 있다. 또한, H. Nakase, T. Kasai, Y. Nakamura, K. Masu and K. Tsubouchi, "One Chip Demodulator Using RF Front-End SAW Correlator for 2.4 GHz Asynchronous Spread Spectrum Modem", The 5th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications(PIMRC' 94), The Hague, 374-378(1994)에 본 발명에서 이용할 수 있는 질화알루미늄/사파이어 구조의 SAW MF에 대하여 기재되어 있다. 질화알루미늄/사파이어 구조 SAW MF는 고음속이며, 또한 영온도 계수 전파 지연 시간 특성(zero temperature coefficient-propagation delay time characteristic)을 갖는다. 동작 중심 주파수 2.4GHz의 SAW MF를 구성할 때의 IDT(InterDigital Transducer) 전극의 라인 & 공간은 0.6 $\mu$ m이며, 현재의 미세 가공 기술로써 용이하게 제작할 수 있는 특징이 있다. 다른 재료로 중심 주파수 2.4GHz 정도의 정합 필터를 구성하고자 하면, IDT 전극의 라인 & 공간은 0.2~0.3 $\mu$ m이며, 미세 가공 기술로서의 곤란함이 따른다. 2.4GHz 대의 스펙트럼 확산 신호를 직접 입력하여, 상관 출력을 얻는 탄성 표면파 정합 필터로서는 질화알루미늄/사파이어 구조를 기본으로 하는 SAW MF가 바람직하지만, 다른 재료로 이루어지는 SAW MF를 이용하더라도 무방하다. 또한, 수신기의 전력을 중요시하지 않으면, Si ULSI 기술에 근거하는 정합 필터를 이용하더라도 무방하다. Si ULSI 기술에 근거하는 정합 필터를 이용할 때는, 캐리어를 포함한 신호를 처리할 수 있는 것이면 이용할 수 있다.

탄성 표면파 정합 필터(26)는 동기 부호열을 검지하면 상관 피크를 출력하여, 이 상관 피크를 포락선 검파기(27)에 공급해서, 그 출력을 직교 부호 동기 회로(28)로 공급하여, 그 출력을 직교 부호 발생 회로(29)로 공급해서 동기 부호열과 동기화, 즉 칩 동기를 취한 직교 부호를 발생시킨다.

도 5의 실시예에서는, 상관 피크를 검출하는 데에 포락선 검파를 이용하고 있지만, 상관 피크의 발생 타이밍을 알 수 있으면 포락선 검파 이외의 방법을 이용할 수 있다. 요점은 상관 피크의 발생 타이밍을 검출할 수 있으면 무방하다. 동기 부호열의 구성이 복잡하게 되고, 또한 수신부 구성도 약간 복잡하게 되지만, 지연 검파 회로를 이용하더라도 무방하다.

본 예에 있어서는, 이렇게하여 직교 부호 발생 회로(29)로부터 발생시킨 직교 부호를 제 1 승산기(30)로 공급하여, 분파기(22)에서 분파한 스펙트럼 확산 신호와 승산한다. 이 승산의 결과, 베이스밴드 데이터를 캐리어로 변조한 협대역 변조 신호를 얻을 수 있다.

도 6a는 제 1 승산기(30)로 공급되는 스펙트럼 확산 신호의 주파수 스펙트럼을 모식적으로 나타내는 것이며, 도 6b는 제 1 승산기로부터 출력되는, 상술한 협대역 변조 신호를 모식적으로 나타내는 것이다. 지금, 베이스밴드 데이터를  $D(t)$ , 캐리어를  $\cos\omega t$ , 직교 부호를  $C(t)$ , 스펙트럼 확산 신호를  $D(t) \cdot C(t) \cos\omega t$ 로 나타내는 것으로 한다. 일반적으로, 베이스밴드 데이터를 BPSK 변조(Bi-Phase Shift Keying : 이상(二相) 위상 변조)할 때는, 베이스밴드 데이터 「1」에 대하여  $D(t)=1$ , 베이스밴드 데이터 「0」에 대하여  $D(t)=-1$ 로 된다. 또한, 직교 부호를 승산하는 2차 변조를 PSK 변조하는 경우는, 직교 부호의 「1」에 대하여  $C(t)=1$ , 직교 부호의 「0」에 대하여  $C(t)=-1$ 로 된다. 예컨대, 11 칩의 부호열은, 「11100010010」이지만,  $C(t)$ 로서는 「+1, +1, +1, -1, -1, -1, +1, -1, -1, +1, -1」로 된다. 캐리어 주파수를  $f_0$ 로 하면,  $\omega=2\pi f_0$ 이다.  $D(t) \cdot C(t) \cos\omega t$ 의 스펙트럼은 캐리어 중심 주파수  $f_0$ 를 중심으로 하여 칩레이트의 2배( $2R_{chip}$ )의 대역을 갖는 중심 성분과 그 양측의 측대파가 있다. RCR-STD 33의 규정에 따라 송신하는 경우는 측대파의 부분이 그 규정에 합치(合致)하도록 전력 스펙트럼이 억제된다. 이러한 스펙트럼 확산 신호와 칩 동기를 취한 직교 부호를 승산하면,  $D(t) \cos\omega t$ 로 나타내는 신호를 얻을 수 있다. 이 신호는, 캐리어 중심 주파수  $f_0$ 를 중심으로 하고, 스펙트럼의 확장이 약 500kHz로 협대역 변조 신호이다.

본 예에서는, 이렇게하여 얻어지는 협대역 변조 신호를 제 2 승산기(31)로 공급하여, 캐리어 발생기(32)로부터 발생되는 2.484GHz의 캐리어와 승산하여 복조해서, 그 출력을 저역 통과 필터(33)를 통해 베이스밴드 데이터를 재생할 수 있다. 상술한 협대역 변조 신호를 복조하는 기술은 기지이며, 어떠한 방법으로 수신 신호의 캐리어와 위상이 맞추어진 캐리어를 캐리어 발생기(32)에서 발생시킴으로써 베이스밴드 데이터의 복조가 가능하다.

여기서, 본 발명의 일례에 대하여, 다운링크의 데이터레이트가 구체적인 수치예를 나타내고 있다. 프리앰블부중의 동기 버스트의 수를 10, 한 개의 동기 버스트내의 동기 패킷 부분(동기 부호열)의 칩레이트  $R_{pre}$ 를 22Mcps의 11 칩 바커 부호, 데이터 부분의 직교 부호에 64 칩의 직교 m계열, 데이터 부분의 직교 부호의 칩레이트  $R_{data}$ 로 11Mcps로 한다. 데이터 부분의  $T_{symbol}$ 은  $(1/11Mcps) \times 64 = 5.8\mu sec$ 로 된다. 데이터 부분의 심볼수를 500으로 한다. 프리앰블부와 데이터 부분의 총합, 즉, 패킷 길이는,  $510 \times T_{symbol} = 2.96msec$ 로 된다. 1 패킷으로 500 심볼의 데이터를 송신하고 있기 때문에, 1 패킷당 실질 데이터레이트는  $(500/2.96msec) = 168kbps$ 로 된다. 이것은 패킷을 억제할 수 없는 상태로 송신한 경우의 데이터레이트이다. 업링크와 다운링크에 있어서, TDD(Time Division Duplex)을 이용하여 송수신하는 경우, 업링크 및 다운링크에서 이용하는 시간을 2등분하면, 다운링크로의 실질적 데이터레이트는 168kbps의 절반, 즉 84kbps로 된다. 여기서, 중요하게 기재하는 것은 채널수를 64 확보하고, 또한 각 채널의 데이터레이트가 64kbps인 것이다.

도 7은 본 발명의 부호분할 다중통신 방식에 사용하는 이동국의 다른 예를 나타내는 블록도이며, 도 5에 나타낸 부분과 동일한 부분에는 동일 부호를 부여하여 나타내었다. 상술한 실시예에서는, 캐리어 발생기(32)로부터는 수신 신호중의 캐리어와 동일한 주파수의 캐리어, 즉 2.484GHz를 중심 주파수로 하는 캐리어를 발생시켰지만, 본 예에서는, 수신 신호의 캐리어 주파수와는 다른 주파수의 캐리어를 발생시키는 캐리어 발생기(41)를 마련하여, 이 캐리어와 상술한 협대역 변조 신호를 제 2 승산기(31)에서 승산함으로써 중심 주파수를 양 캐리어 주파수의 차 주파수로 변화시켜 협대역 변조 신호로 하고, 이것을 검파 회로(42)에 의해 검파하여 베이스밴드 데이터를 복조하는 것이다. 이러한 변조 방식은 헤테로다인 수신 장치 방식이라고 불리고 있고 기지의 것이기 때문에, 더 이상 상세한 설명은 생략한다.

도 8은 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 이용하는 이동국의 또다른 구성을 나타내는 블록도이다. 본 예에 있어서는, 상술한 실시예와 동일한 부분에는 동일 부호를 부여하여 나타내었다. 본 예에서는, 상술한 종래 기술(일본 특허 공개 평성 제 09-261121 호 공보)과 마찬가지로 표면 탄성파 정합 필터(26)로부터 얻어지는 상관 피크에 포함되는 캐리어를 검출하여 재생하고, 이 캐리어와 직교 부호를 혼합한 신호와, 스펙트럼 확산 신호를 승산하여 본래의 베이스밴드 데이터를 복조하는 것이다.

즉, 탄성 표면파 정합 필터(26)로부터 출력되는 상관 피크를 캐리어 발생기(51)에 공급한다. 이 상관 피크는 도 9a에 도시하는 바와 같이 상관 피크가 검출될 때에는 대단히 큰 진폭을 갖는 것이지만, 그 이외의 때의 진폭은 대단히 작아진다. 따라서, 예컨대 캐리어 발생기(51)에 있어서는, 리미터 앰프를 이용하여, 도 9b에 도시하는 바와 같이 상관 피크 기간 및 상관 피크 이외의 기간의 신호를 크게 증폭하여 이 신호를, 이득을 조정 후, 2.484GHz를 통과 대역으로 하는 대역 통과 필터를 통해서 중심 주파수가 2.484GHz의 캐리어를 발생시키도록 구성하고 있다. 캐리어 발생기(51)의 구성으로서, 수신 신호의 캐리어를 재생할 수 있는 방법이면, 다른 방법을 이용하더라도 가능하다. 그러나, 상관 피크의 시간 폭은 상술한 실시예에서는 45nsec 정도로 대단히 짧기 때문에, 도 5 및 도 7과 같이 일단 협대역 변조파로 한 후, 통상의 협대역 복조를 실행한 쪽이 회로 규모도 작고, 또한 동작의 안정성이 높다.

이렇게하여 발생시킨 캐리어와, 직교 부호 발생기(29)로부터 발생하는 칩 동기를 취한 직교 부호를 제 1 승산기(52)에서 혼합하고, 이 혼합한 신호를 제 2 승산기(53)에서 수신한 부호분할 다중신호와 승산하여, 그 출력 신호를 적분기(54)에 공급하여 본래의 베이스밴드 데이터를 복조한다.

본 발명은 상술한 실시예에만 한정되는 것이 아니라, 수많은 변경이나 변형이 가능하다. 예컨대, 상술한 실시예에 나타난 수치는 예로서 나타난 것이며, 본 발명이 이들의 수치에만 한정되는 것이 아닌 것은 분명하다. 예컨대, 도 5 및 도 7에서 개시한 수신기의 구성에서는, 안테나로부터 입력된 신호, 즉 중심 주파수 약 2.4GHz의 신호를 분파기, 앰프를 통해 SAW MF에 입력하고 있다. 이러한 구성은 다운 컨버트를 필요로 하지 않기 때문에 회로 전체를 간단히 구축할 수 있다는 이점이 있다. 이것은, 질화알루미늄을 구성 요소로 한 SAW MF에서는 2.4 GHz 대의 스펙트럼 확산된 신호로부터 직접 상관 피크를 검출할 수 있는 것이 가능하게 되는 구성이다. 다운 컨버트용 회로를 마련해야 한다고 하는 결정이 발생하지만, 안테나로부터 입력한 신호에 적당한 주파수를 갖는 정현파 신호를 승산하여, 그 중심 주파수를 다운컨버트한 후, 도 5 혹은 도 7에 기재된 회로 구성으로 수신기를 구성하더라도 상기 실시예와 같은 효과를 기대할 수 있다. 또, 다운 컨버트한 신호를 이용할 때는, SAW MF의 중심 주파수가 다운 컨버트한 캐리어 주파수에 일치시킬 필요가 있다.

또한, 상술한 실시예에 나타난 데이터 패킷 구성에서는, 프리앰블부의 동기 부호열을 11 칩의 바커 부호로 하고, 데이터부의 직교 부호를 64 칩의 직교 m계열 부호로 했지만, 프리앰블부의 동기 부호열을 15 칩의 m계열 부호로 하고, 데이터부를 64 칩의 직교 m계열 부호로 하거나, 프리앰블부의 동기 부호열을 11 칩의 바커 부호로 하고, 데이터부의 직교 부호를 64 칩의 직교 월슈 부호로 하거나, 프리앰블부를 15 칩의 m계열 부호로 하고, 데이터부의 직교 부호를 64 칩의 직교 월슈 부호로 하는 것도 가능하다. 또한, 데이터부의 직교 부호로서는 직교 골드 부호를 사용할 수도 있다.

또한, 상술한 실시예에서는, 프리앰블부에 복수의 동기 부호열을 마련했지만, 프리앰블부의 동기 버스트의 시간을 데이터부의 하나의 심볼의 시간과 동일하게 하면, 프리앰블부에 하나의 동기 버스트만을 마련할 수도 있다.

또한, 상술한 실시예에서는, 프리앰블부에 마련한 복수의 동기 버스트중의 동기 부호열은 동일한 구성의 것으로 했지만, 이들의 구성을 다르게 할 수도 있다. 이 경우에는, 구성이 다른 동기 부호열을 식별할 수 있도록, 구성이 다른 복수의 탄성 표면파 정합 필터를 사용함으로써, 어느 하나의 동기 부호열에 의한 상관 피크를 검출함에 의해, 데이터부의 개시 타이밍에 맞춰 직교 부호를 발생시킬 수 있다. 이와 같이 구성이 다른 동기 부호열을 이용함으로써 여러 가지 환경하에서도 칩 동기를 정확히 또한 고속으로 취할 수 있게 된다.

또한, 상술한 실시예에서는, 프리앰블부중에 복수의 동기 버스트를 마련하는 경우, 각 동기 버스트에는 하나의 동기 부호열만을 마련했지만, 복수의 동기 부호열을 마련할 수도 있다. 이 경우, 이들 복수의 동기 부호열은 동일한 구성으로 하든지 다른 구성의 것으로도 할 수 있다.

상술한 바와 같이, 프리앰블부에 복수의 동기 부호열을 마련한 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 의하면, 이들 복수의 동기 부호열 중 어느 하나의 상관 피크를 검출함으로써 칩 동기를 취할 수 있기 때문에, 열악한 환경하에서도 칩 동기를 정확하고 또한 고속으로 취할 수 있어, 패킷 전체가 드롭아웃하는 것과 같은 사태가 발생할 가능성을 현저히 저감시킬 수 있다.

또한, 프리앰블부의 동기 부호열을 포함하는 동기 버스트의 시간을 데이터부의 심볼 시간의 정수배, 특히 이들을 동일하게 한 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 의하면, 프리앰블부에 포함되는 어느 하나의 동기 부호열의 상관 피크를 검출함으로써 데이터부의 심볼의 개시 타이밍에 맞은 직교 부호를 발생시킬 수 있기 때문에, 정확한 칩 동기를 취할 수 있다.

또한, 이동국내에서 독자적으로 발생시킨 캐리어에 근거하여 베이스밴드 데이터를 복조하도록 한 본 발명에 따른 부호분할 다중통신 방식에 의하면, 안테나에 수신된 수신 신호로부터 캐리어를 발생시킬 필요가 없기 때문에, 정확한 복조가 가능해진다.

## (57) 청구의 범위

### 청구항 1.

송신측에서는, 베이스밴드 데이터에 직교 부호를 승산하여 얻어지는 데이터부와, 상기 직교 부호의 칩 동기를 수신측에서 확보하기 위한 동기 부호열을 포함하는 프리앰블부로 구성된 부호분할 다중신호를 소정의 중심 주파수를 갖는 캐리어로 변조하여 송신하고, 수신측에서는 탄성 표면파 정합 필터에 의해 프리앰블부중의 동기 부호열로부터 상관 피크를 검출하여, 이 검출 타이밍에 근거하여 발생시킨 직교 부호에 의해 데이터부의 베이스밴드 데이터를 복조하는 부호분할 다중통신 방식에 있어서,

상기 프리앰블부에 복수의 동기 부호열을 마련하고, 상기 탄성 표면파 정합 필터가 이들 복수의 동기 부호열 중 적어도 하나로부터 상관 피크를 검출하는 타이밍에 근거하여 상기 직교 부호를 발생시키는 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

### 청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 프리앰블부를 적어도 하나의 동기 부호열로 이루어지는 동기 패킷 부분과, 그것에 이어지는 더미 부분으로 구성되는 동기 버스트를 복수회  $N_{burst}$  만큼 반복하여 구성하고, 하나의 동기 버스트의 시간  $T_{burst}$  를 상기 데이터부의 하나의 심볼의 시간  $T_{symbol}$  의 정수배로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

### 청구항 3.

제 2 항에 있어서,

상기 프리앰블부를 구성하는 버스트의 시간  $T_{burst}$  를 상기 데이터부의 심볼의 시간  $T_{symbol}$  과 동일하게 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

### 청구항 4.

제 2 항 또는 제 3 항에 있어서,

상기 프리앰블부를 구성하는 복수의 버스트의 반복 회수  $N_{burst}$  를 5~15로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

### 청구항 5.



제 4 항에 있어서,

상기 프리앰블부를 구성하는 복수의 버스트의 반복 회수  $N_{burst}$  를 6~12로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 6.

제 1 항 내지 제 5 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 프리앰블부의 동기 부호열의 칩레이트를 상기 데이터부의 칩레이트 보다 높게 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 7.

제 6 항에 있어서,

상기 프리앰블부의 동기 부호열의 칩레이트를 상기 데이터부의 칩레이트의 2배 이상의 정수배로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 8.

제 1 항 내지 제 7 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 데이터부의 직교 부호의 칩 길이를 64 칩으로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 9.

송신측에서는 베이스밴드 데이터에 직교 부호를 송신하여 얻어지는 데이터부와, 상기 직교 부호의 칩 동기를 수신측에서 확보하기 위한 동기 부호열을 포함하는 프리앰블부로 구성된 부호분할 다중신호를 소정의 중심 주파수를 갖는 캐리어로 변조하여 송신하고, 수신측에서는 탄성 표면 파 정합 필터에 의해 프리앰블부중의 동기 부호열에서 상관 피크를 검출하여, 이 검출 타이밍에 근거하여 발생시킨 직교 부호에 의해 수신한 데이터부의 베이스밴드 데이터를 복조하는 부호분할 다중통신 방식에 있어서,

상기 프리앰블부의 적어도 하나의 동기 부호열로 이루어지는 동기 패킷 부분과, 그것에 이어지는 데이터 부분으로 구성되는 동기 버스트의 시간  $T_{burst}$  와, 상기 데이터부의 하나의 심볼의 시간  $T_{symbol}$  를 일치시킨 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 10.

제 9 항에 있어서,

상기 프리앰블부를 복수의 동기 버스트로 구성한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 11.

제 10 항에 있어서,

상기 프리앰블부중의 복수의 동기 버스트의 반복 회수를 5~15로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 12.

제 11 항에 있어서,

상기 프리앰블부중의 복수의 동기 버스트의 반복 회수를 6~12로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 13.

제 9 항 내지 제 12 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 프리앰블부의 동기 부호열의 칩레이트를 상기 데이터부의 칩레이트 보다 높게 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 14.

제 13 항에 있어서,

상기 프리앰블부의 동기 부호열의 칩레이트를 상기 데이터부의 칩레이트의 2배 이상의 정수배로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 15.

제 9 항 내지 제 14 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 데이터부의 직교 부호의 칩 길이를 64 칩으로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 16.

송신측에서는 베이스밴드 데이터에 직교 부호를 송신하여 얻어지는 데이터부와, 상기 직교 부호의 칩 동기를 수신측에서 확보하기 위한 동기 부호열을 포함하는 프리앰블부로 구성된 부호분할 다중신호를 소정의 중심 주파수를 갖는 캐리어로 변조하여 송신하고, 수신측에서는 탄성 표면 파 정합 필터에 의해 프리앰블부중의 동기 부호열에서 상관 피크를 검출하여, 이 검출 타이밍에 근거하여 발생시킨 직교 부호에 의해 수신한 데이터부의 베이스밴드 데이터를 복조하는 부호분할 다중통신 방식에 있어서,

수신측에서 상기 탄성 표면 파 정합 필터로 검출되는 상관 피크의 타이밍에 근거하여 발생하는 직교 부호와, 수신한 부호분할 다중신호를 송신하여 협대역 변조 신호를 취출하고, 이 협대역 변조 신호를 수신측에 마련한 국부 발진기로부터 발생하는 캐리어를 이용하여 복조해서 본래의 베이스밴드 데이터를 재생하는 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

청구항 17.

제 16 항에 있어서,

상기 수신측에 마련한 국부 발진기로부터 상기 송신측에서 발생하는 캐리어의 중심 주파수와 동일한 주파수를 갖는 캐리어를 발생시켜, 이 캐리어와 상기 협대역 변조 신호를 승산하여 상기 베이스밴드 데이터를 복조하는 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

#### 청구항 18.

제 16 항에 있어서,

상기 수신측에 마련한 국부 발진기로부터 상기 송신측에서 발생하는 캐리어의 중심 주파수와는 다른 주파수의 캐리어를 발생시켜, 이 캐리어와 상기 협대역 변조 신호를 승산하여 얻어지는 차 주파수의 협대역 변조 신호를 취출하고, 이 차 주파수의 협대역 변조 신호를 복조하여 상기 베이스밴드 데이터를 복조하는 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

#### 청구항 19.

제 16 항 내지 제 18 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 프리앰블부를 적어도 하나의 동기 부호열로 이루어지는 동기 패킷 부분과, 그것에 이어지는 더미 부분으로 구성되는 동기 버스트를 복수회 반복하여 구성하고, 이 동기 버스트의 시간  $T_{burst}$  를 상기 데이터부의 하나의 심볼의 시간  $T_{symbol}$  의 정수배로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

#### 청구항 20.

제 19 항에 있어서,

상기 프리앰블부의 동기 버스트의 시간  $T_{burst}$  를 상기 데이터부의 하나의 심볼의 시간  $T_{symbol}$  과 일치시킨 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

#### 청구항 21.

제 20 항에 있어서,

상기 프리앰블부중의 복수의 동기 버스트의 반복 회수를 5~15로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

#### 청구항 22.

제 21 항에 있어서,

상기 프리앰블부중의 복수의 동기 버스트의 반복 회수를 6~12로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

#### 청구항 23.

제 16 항 내지 제 22 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 프리앰블부의 동기 부호열의 칩레이트를 상기 데이터부의 칩레이트 보다 높게 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

#### 청구항 24.

제 23 항에 있어서,

상기 프리앰블부의 동기 부호열의 칩레이트를 상기 데이터부의 칩레이트의 2배 이상의 정수배로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

#### 청구항 25.

제 16 항 내지 제 24 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 데이터부의 직교 부호의 칩길이를 64 칩으로 한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

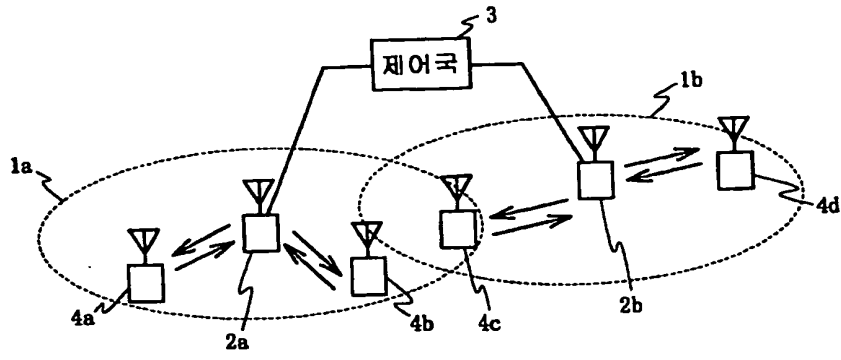
#### 청구항 26.

제 1 항 내지 제 25 항 중 어느 한 항에 있어서,

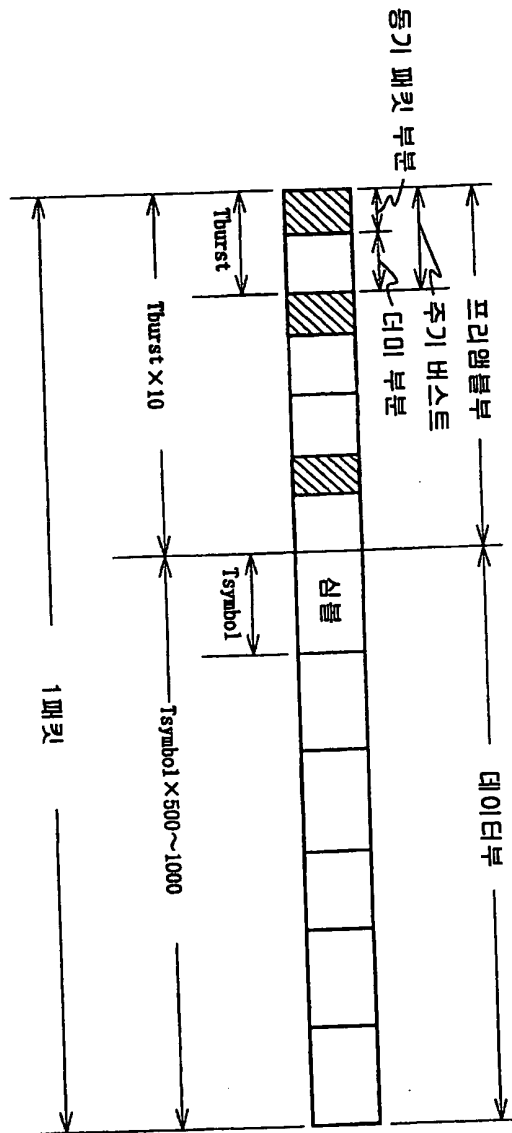
상기 탄성 표면과 정합 필터를, 질화알루미늄 박막을 구성 요소의 일부로 하는 탄성 표면과 정합 필터로 구성한 것을 특징으로 하는 부호분할 다중통신 방식.

도면

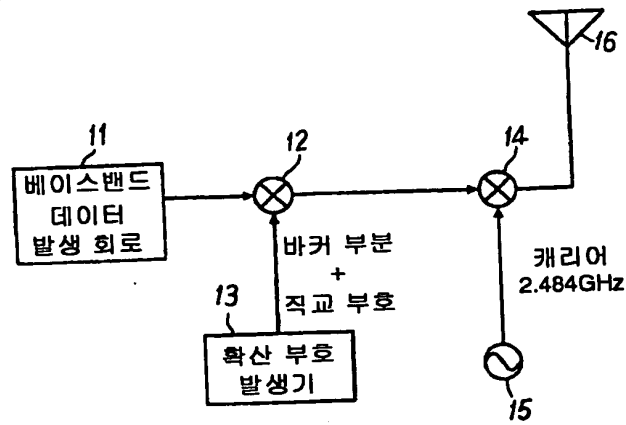
도면 1



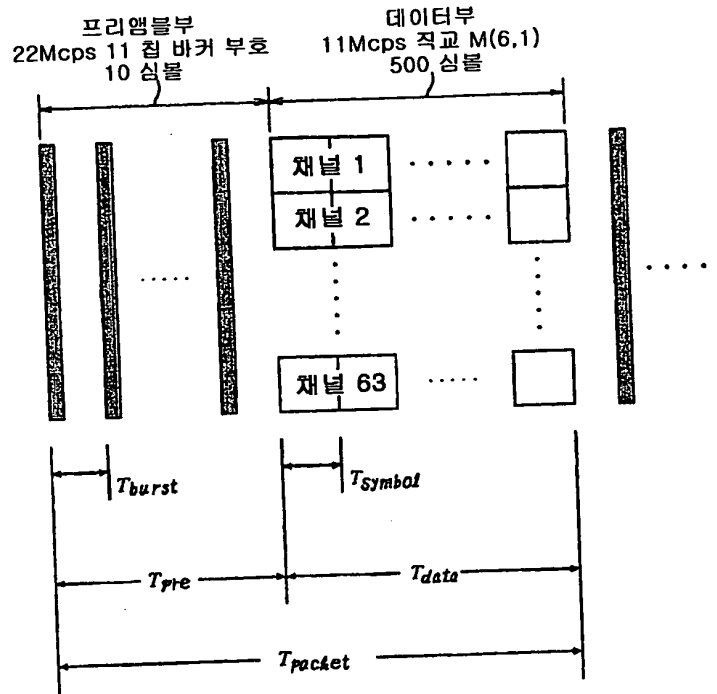
도면 2



도면 3

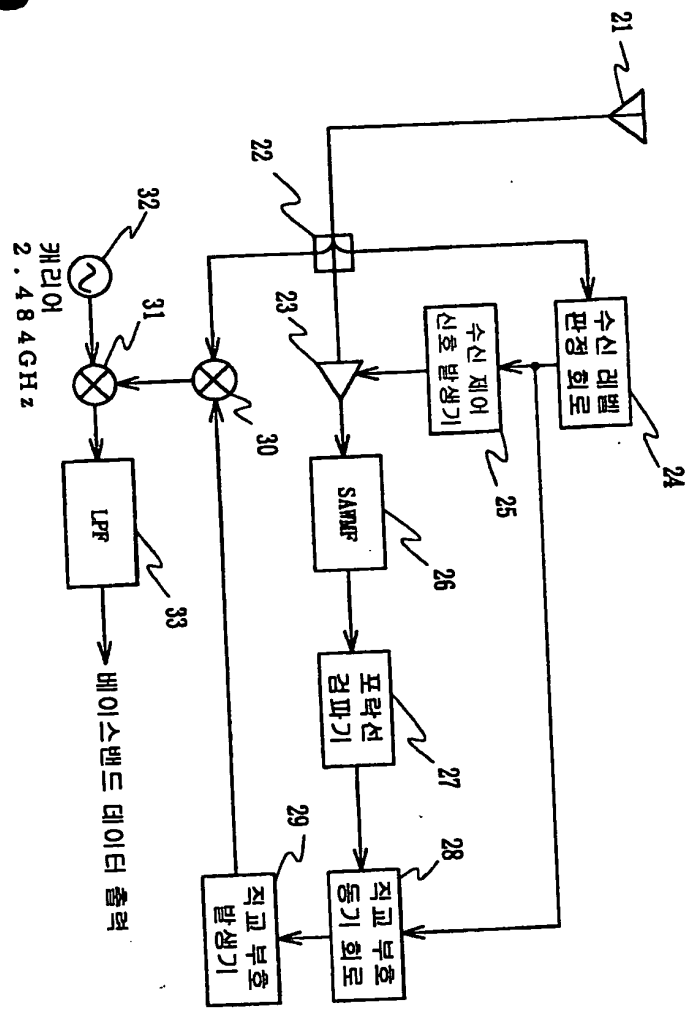


도면 4

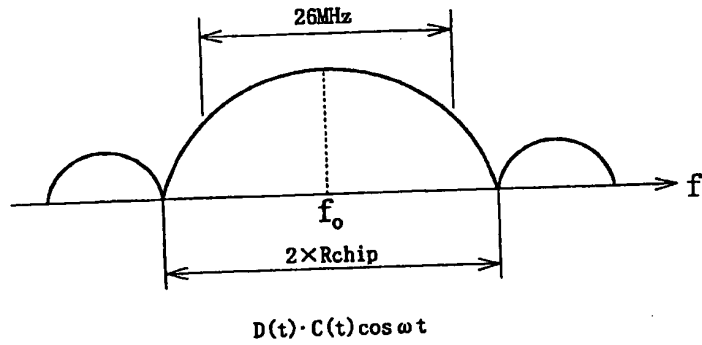


데이터 심볼 주기:  $T_{symbol} = 64/11 \times 10^6 = 5.81 \mu\text{sec}$   
 프리앰블 버스트 주기:  $T_{burst} = T_{symbol}$   
 프리앰블 길이:  $T_{pre} = 10 \cdot T_{symbol}$   
 데이터 길이:  $T_{data} = 500 \cdot T_{symbol}$   
 패킷 길이:  $T_{packet} = T_{pre} + T_{data} = 510 \cdot T_{symbol}$

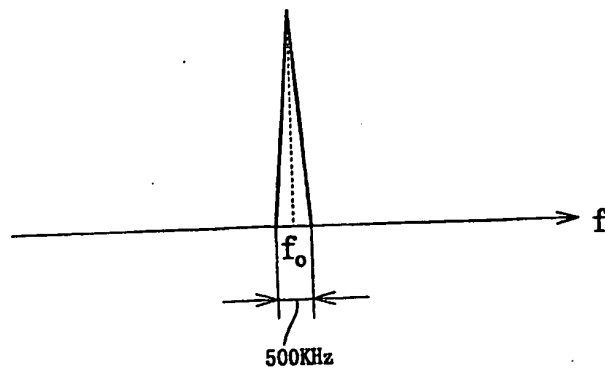
도면 5

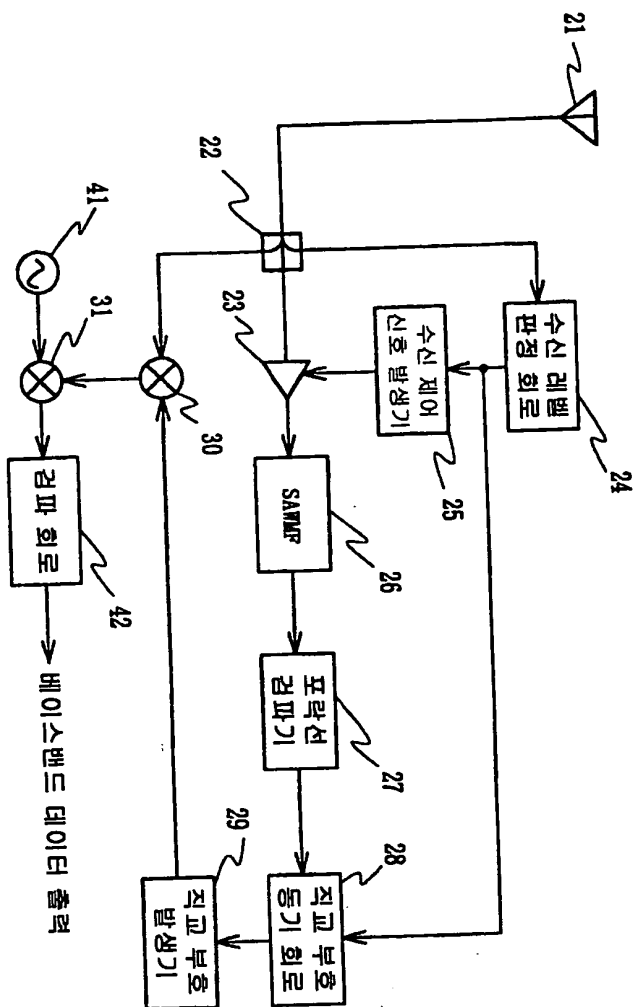


도면 6a

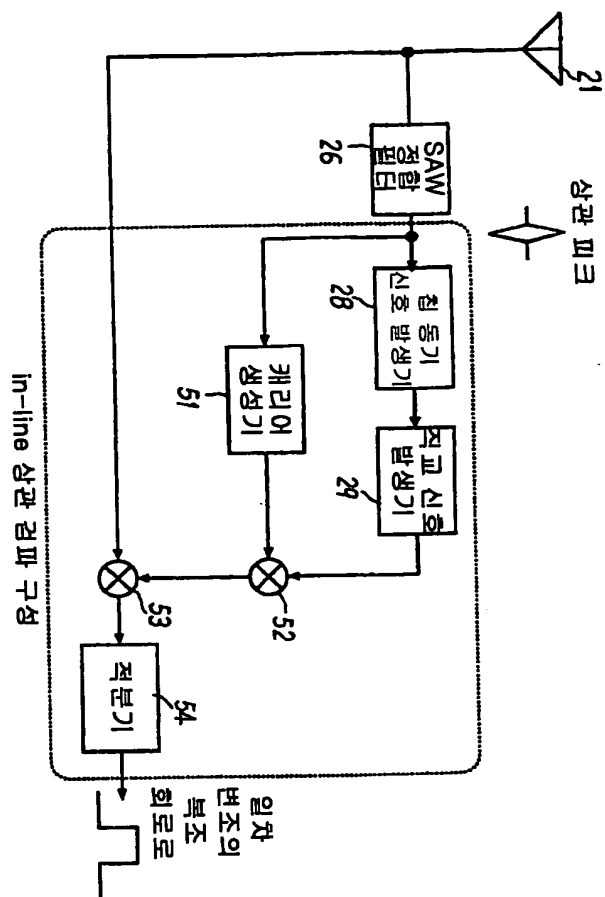


도면 6b

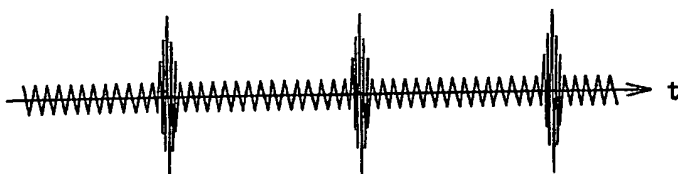




도면 8



도면 9a



도면 9b

